

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

特許第3161839号  
(P3161839)

(45)発行日 平成13年4月25日(2001.4.25)

(24)登録日 平成13年2月23日(2001.2.23)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	
H 0 2 M 3/155		H 0 2 M 3/155	H
			T
7/06		7/06	A
7/21		7/21	Z

請求項の数3(全 10 頁)

(21)出願番号	特願平4-304116	(73)特許権者	000005832 松下電工株式会社 大阪府門真市大字門真1048番地
(22)出願日	平成4年11月13日(1992.11.13)	(72)発明者	山中 幸男 大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内
(65)公開番号	特開平6-153496	(72)発明者	西本 和弘 大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内
(43)公開日	平成6年5月31日(1994.5.31)	(74)代理人	100087767 弁理士 西川 恵清 (外1名)
審査請求日	平成11年8月23日(1999.8.23)	審査官	堀川 一郎
		(56)参考文献	特開 昭63-35170 (J P, A) 特開 平4-208065 (J P, A) 特開 平5-130777 (J P, A)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電源装置

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 スイッチング素子およびインダクタを含みスイッチング素子のオン期間にインダクタに蓄積したエネルギーをスイッチング素子のオフ期間に出力側に放出させることにより直流電圧変換を行うチョッパ回路よりなる主回路と、スイッチング素子をオン・オフ制御する制御回路とを備え、制御回路は、主回路の出力電圧に比例した検出電圧と設定電圧との差分を誤差電圧として出力する誤差検出部と、スイッチング素子のオンに伴って所定の時定数で充電が開始されるコンデンサの両端電圧が誤差電圧に達するとスイッチング素子をオフにするとともにコンデンサを放電させ、インダクタの蓄積エネルギーが規定値以下まで放出されたことを検出するとスイッチング素子をオンにする判定制御部と、入力電圧の変動に対して主回路の出力電圧を一定に保つように入力電

10

2

圧が上昇すると上記時定数を小さくする方向に調節するオン時間調節部とを具備することを特徴とする電源装置。

【請求項2】 オン時間調節部は、チョッパ回路への入力電圧の平均値が高い期間には低い期間よりも時定数を小さくするように時定数を段階的に切り換え、誤差検出部の出力電圧の許容範囲の上限値に対する下限値の比が入力電圧の低い期間の時定数に対する高い期間の時定数の比以上になるように時定数の切替条件が設定されて成ることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項3】 オン時間調節部は、チョッパ回路への入力電圧の平均値が上昇するほど上記時定数を小さくするように上記コンデンサへの充電電流を連続的に調節することを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、チョッパ回路を用いて直流電圧変換を行う電源装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来より、入力に対して直列または並列に接続されたスイッチング素子をオン・オフ制御することによって、入力電圧を降圧または昇圧した直流出力電圧を得る電源装置が提供されている。たとえば、昇圧形の電源装置は、図10に示すような構成を有している。図10の例では、交流電源ACを全波整流するダイオードブリッジなどの整流器REの出力である脈流電圧を入力電圧 $V_i$ とし、整流器REの出力端間にインダクタ $L_1$ とMOSFETなどからなるスイッチング素子 $Q_1$ と抵抗 $R_1$ との直列回路を接続し、スイッチング素子 $Q_1$ に逆流阻止用のダイオード $D_1$ と平滑用のコンデンサ $C_1$ との直列回路を並列接続した主回路1を備える。スイッチング素子 $Q_1$ は制御回路2によってオン・オフ制御される。

【0003】主回路1は、次のように動作する。すなわち、スイッチング素子 $Q_1$ がオンである期間には、インダクタ $L_1$ に入力電圧 $V_i$ が印加され、インダクタ $L_1$ にエネルギーが蓄積される。一方、スイッチング素子 $Q_1$ がオフになると、インダクタ $L_1$ の両端電圧は、コンデンサ $C_1$ の両端電圧である出力電圧を $V_o$ とすると $(V_o - V_i)$ になる。すなわち、スイッチング素子 $Q_1$ がオフになるとオン時とは逆極性の電圧がインダクタ $L_1$ の両端間に加わる。スイッチング素子 $Q_1$ がオンである間にインダクタ $L_1$ に蓄積されたエネルギーは、スイッチング素子 $Q_1$ がオフになると放出されてコンデンサ $C_1$ が充電される。

【0004】スイッチング素子 $Q_1$ のオン・オフのタイミングは、制御回路2によって制御される。制御回路2では、主回路1の出力電圧 $V_o$ を2個の抵抗 $R_2$ 、 $R_3$ により分圧した検出電圧を誤差増幅器21に入力し、あらかじめ設定された基準電圧 $V_{ref}$ との差分である誤差電圧を求める。また、カレントミラー回路を備える電流源23の出力電流値を抵抗 $R_2$ によって設定し、電流源23の出力電流によってコンデンサ $C_2$ を充電するようになっている。このコンデンサ $C_2$ の端子電圧と誤差増幅器21から出力される誤差電圧とを比較器24で比較し、コンデンサ $C_2$ の端子電圧が誤差電圧よりも高くなると、RSラッチ25をリセットする。RSラッチ25がリセットされるとスイッチング素子 $Q_1$ がオフになる。また、この時点でスイッチ要素 $Q_2$ がオンになりコンデンサ $C_3$ は放電される。

【0005】一方、インダクタ $L_1$ に流れる電流が抵抗 $R_1$ の両端電圧として検出され、抵抗 $R_1$ の両端電圧はゼロ点検出器26に入力される。スイッチング素子 $Q_1$ のオフに伴ってインダクタ $L_1$ に蓄積されたエネルギーが放出されてコンデンサ $C_1$ に充電され、インダクタ $L_1$

に流れる電流が減少してほぼ0になると（つまり、インダクタ $L_1$ の蓄積エネルギーが規定値以下まで放出されると）、ゼロ点検出器26が抵抗 $R_1$ の両端電圧に基づいてその状態を検出するから、RSラッチ25がセットされ、スイッチング素子 $Q_1$ がオンになる。この時点で、コンデンサ $C_1$ の充電が再開され、以後、上述した動作の繰り返しによりスイッチング素子 $Q_1$ のオン・オフが繰り返されるのである。このようにして、インダクタ $L_1$ に流れる電流が休止期間を持たないようにスイッチング素子 $Q_1$ をオン・オフ制御することができる。すなわち、比較器24、RSラッチ25、ゼロ点検出器26によって判定制御部が構成されるのである。また、上述のように、インダクタ $L_1$ に電流が流れない休止期間が生じないようにすることによって、入力電流の高調波歪を少なくすることができるのである。

【0006】ところで、上述したように、スイッチング素子 $Q_1$ がオンになると、コンデンサ $C_1$ が電流源23からの一定電流で充電され、コンデンサ $C_1$ の端子電圧が出力電圧 $V_o$ を分圧した検出電圧と比較されるから、電流源23とコンデンサ $C_1$ とはタイマ回路を構成していることになる。また、出力電圧 $V_o$ はほぼ一定に保たれているとすれば、このタイマ回路は、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間を規定することになる。

【0007】ところで、入力電圧 $V_i$ に対する入力電流 $I_i$ は、入力電力を $W$ とすれば、 $I_i = W/V_i$ と表すことができる。また、インダクタ $L_1$ を流れる電流に休止期間がないから、入力電流 $I_i$ の電流値は、図11に示すように、インダクタ $L_1$ を流れる電流 $i_{L1}$ のピーク値 $I_p$ の包絡線の約 $1/2$ 倍になる。すなわち、 $I_p = 2(2)^{1/2} I_i$ になる。ここで、入力電圧 $V_i$ の上限值と下限値とをそれぞれ $V_H$ 、 $V_L$ とし、両電圧に対して入力電力 $W$ を一定に保つとすれば、入力電圧 $V_H$ 、 $V_L$ に対する入力電流 $I_i$ は、それぞれ $I_i = W/V_H$ 、 $I_i = W/V_L$ になる。また、スイッチング素子 $Q_1$ のオン後の経過時間を $t$ とすれば、スイッチング素子 $Q_1$ のオンから時間 $t$ が経過した時点でインダクタ $L_1$ に流れる電流 $i_{L1}$ は、 $i_{L1} = (V_i/L_1)t$ であって（ $L_1$ はインダクタ $L_1$ のインダクタンス）、入力電圧 $V_H$ 、 $V_L$ に対するスイッチング素子 $Q_1$ のオン時間を $t_H$ 、 $t_L$ とすれば、対応する電流 $i_{L1}$ のピーク値 $I_p$ はそれぞれ $I_p = (V_H/L_1)t_H$ 、 $I_p = (V_L/L_1)t_L$ になる。したがって、

$$(V_H/L_1)t_H = 2(2)^{1/2}(W/V_H) \quad \dots (1)$$

$$(V_L/L_1)t_L = 2(2)^{1/2}(W/V_L) \quad \dots (2)$$

となり、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間 $t_H$ 、 $t_L$

は、それぞれ次式で表すことができる。

$$t_H = 2(2)^{1/2}(WL_1/V_H^2) \quad \dots (1)$$

$$t_L = 2(2)^{1/2}(WL_1/V_L^2) \quad \dots (2)$$

上式は、上記構成の電源装置について、負荷を変更せずに出力電圧 $V_o$ を一定に保ち、入力電圧 $V_i$ のみが変化

した場合に、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間は入力電圧 $V_i$ の2乗に反比例する大きさに制御することが要求されることを意味している。たとえば、入力電圧 $V_i$ が100～300Vの間で変化し、他の条件は変更されないものとすれば、入力電圧 $V_i$ が100Vである場合に比較して入力電圧が300Vである場合には、入力電圧 $V_i$ の変化倍率が3倍であるから、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間を約1/9の大きさに制御しなければならないのである。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述したように、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間は、誤差増幅器21とタイマ回路とにより決定される。ここにおいて、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間を決定する要素には、RSラッチ25からスイッチング素子 $Q_1$ をオンにするように信号が出力されてからスイッチ要素 $Q_2$ がオフになってコンデンサ $C_1$ の充電が開始されるまでの時間遅れや、コンデンサ $C_1$ の端子電圧が誤差増幅器21から出力される誤差電圧よりも高くなって比較器24の出力が反転してからRSラッチ25の出力によってスイッチング素子 $Q_1$ がオフになるまでの時間遅れを含めることが必要である。また、誤差増幅器21の出力電圧の範囲には制限があるから、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間の決定には誤差増幅器21の出力電圧の許容範囲を考慮しなければならない。

【0009】いま、スイッチング素子 $Q_1$ のオン期間を決定する要素に含まれる時間遅れによる遅延時間を $\tau$ 、\*

$$V_L^2 \{ (\nu_H / \kappa) + \tau \} \geq V_H^2 \{ (\nu_L / \kappa) + \tau \} \quad \cdots (7)$$

上述の(7)式で $\tau=0$ とすれば、 $V_L^2 (\nu_H / \kappa) \times$

$$\nu_H / \nu_L \geq (V_H / V_L)^2 \quad \cdots (8)$$

となるのであって、誤差増幅器21の出力電圧の許容範囲によって、入力電圧 $V_i$ の許容範囲が制限されること☆

$$\kappa \leq (\nu_H V_L^2 - \nu_L V_H^2) / \tau (V_H^2 - V_L^2) \quad \cdots (9)$$

ここで、 $\kappa > 0$ であるから、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間について、(8)式の条件のほかに(9)式の条件による制約もある。(9)式の条件によると、遅延時間 $\tau$ が長いほど傾き $\kappa$ を小さくしなければならないことになる。傾き $\kappa$ を小さくするという事は、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間が長くなることであって、

(1)、(2)式によれば、入力電力 $W$ 、入力電圧 $V_i$ の上限値 $V_H$ 、下限値 $V_L$ を変更せずにオン時間 $t_H$ 、 $t_L$ を長くするときには、インダクタ $L_1$ のインダクタンスを大きくしなければならないことになる。

【0010】結局、遅延時間 $\tau$ が長いときには、インダクタ $L_1$ のインダクタンスを大きくし、スイッチング素子 $Q_1$ のスイッチング周波数を低くしなければならないのである。その結果、インダクタ $L_1$ が大型化するという問題が生じ、また入力側に雑音防止用のフィルタ回路を設けるとすれば用いるチョークコイルが大型化し、スイッチング素子 $Q_1$ のスイッチング周波数が低くなって

\* 誤差増幅器21の出力電圧の許容範囲の上限値、下限値をそれぞれ $\nu_H$ 、 $\nu_L$ とし、抵抗 $R_1$ およびコンデンサ $C_1$ により決定されるコンデンサ $C_1$ の端子電圧 $V_c$ を、 $V_c = \kappa t$ とすれば( $\kappa$ は傾きであってコンデンサ $C_1$ の充電の時定数の逆数に相当し、 $t$ はスイッチ要素 $Q_2$ のオン後の時間)、誤差増幅器21の出力電圧の許容範囲の上限値 $\nu_H$ 、下限値 $\nu_L$ に対するスイッチング素子 $Q_1$ のオン時間 $t_1$ 、 $t_2$ は、次式で表される。

$$t_1 = (\nu_H / \kappa) + \tau \quad \cdots (3)$$

$$t_2 = (\nu_L / \kappa) + \tau \quad \cdots (4)$$

すなわち、遅延時間 $\tau$ 、オン時間 $t_1$ 、 $t_2$ 、傾き $\kappa$ は図12(a)のような関係になる。すなわち、スイッチング素子 $Q_1$ のオン期間は、図12(b)に破線で示す状態が最小期間であり、実線で示す期間が最大期間ということになる。ここにおいて、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時間について、次式が成立しなければならない。

$$t_1 \geq t_L \quad \cdots (5)$$

$$t_2 \leq t_H \quad \cdots (6)$$

したがって、(1)～(6)式によって次式の関係が得られる。

$$(\nu_H / \kappa) + \tau \geq 2 (2)^{1/2} (W L_1 / V_L^2)$$

$$(\nu_L / \kappa) + \tau \leq 2 (2)^{1/2} (W L_1 / V_H^2)$$

ゆえに、次式が求められる。

$$V_L^2 \{ (\nu_H / \kappa) + \tau \} \geq 2 (2)^{1/2} (W L_1)$$

$$V_H^2 \{ (\nu_L / \kappa) + \tau \} \leq 2 (2)^{1/2} (W L_1)$$

結局、次式の成立が必要である。

☆がわかる。また、(7)式で $\tau \neq 0$ とすれば、次式が得られる。

場合によっては可聴周波帯域(18kHz以下)になるという問題が生じる。

【0011】本発明は上記問題点の解決を目的とするものであり、誤差増幅器の出力電圧の許容範囲によって制限される主回路への入力電圧の許容範囲の幅を広げ、かつ制御回路の内部での時間遅れがあってもスイッチング素子のスイッチング周波数を高い範囲で設定できるようにした電源装置を提供しようとするものである。

【0012】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明では、上記目的を達成するために、スイッチング素子およびインダクタを含みスイッチング素子のオン期間にインダクタに蓄積したエネルギーをスイッチング素子のオフ期間に出力側に放出させることにより直流電圧変換を行うチョッパ回路よりなる主回路と、スイッチング素子をオン・オフ制御する制御回路とを備え、制御回路は、主回路の出力電圧に比例した検出電圧と設定電圧との差分を誤差電

圧として出力する誤差検出部と、スイッチング素子のオンに伴って所定の時定数で充電が開始されるコンデンサの両端電圧が誤差電圧に達するとスイッチング素子をオフにするとともにコンデンサを放電させ、インダクタの蓄積エネルギーが規定値以下まで放出されたことを検出するとスイッチング素子をオンにする判定制御部と、入力電圧の変動に対して主回路の出力電圧を一定に保つように入力電圧が上昇すると上記時定数を小さくする方向に調節するオン時間調節部とを具備するのである。

【0013】請求項2の発明では、オン時間調節部は、チョッパ回路への入力電圧の平均値が高い期間には低い期間よりも時定数を小さくするように時定数を段階的に切り換え、誤差検出部の出力電圧の許容範囲の上限値に対する下限値の比が入力電圧の低い期間の時定数に対する高い期間の時定数の比以上になるように時定数の切換条件が設定されている。

【0014】請求項3の発明では、オン時間調節部は、チョッパ回路への入力電圧の平均値が上昇するほど上記時定数を小さくするように上記コンデンサへの充電電流を連続的に調節するのである。

【0015】

【作用】上記構成によれば、オン時間調節部を設け、入力電圧が上昇するとスイッチング素子のオン時間を設定する時定数を小さくする方向に調節しているから、スイッチング素子のオン時間を規制する要素の1つである誤差検出部の出力電圧の許容範囲を変えずにオン時間の調節範囲を広げることができ、結果的に入力電圧として許容される電圧範囲の上下限の差を大きくとりながらも出力電圧を安定化することができるのである。

【0016】請求項2の構成は、時定数を段階的に切り換える場合における切換条件の望ましい実施態様であって、この条件を満たすようにすれば、オン時間が連続的に調節されることになる。請求項3の構成は、時定数を連続的に調節するようにした望ましい実施態様である。

【0017】

【実施例】

（実施例1）本実施例は、図2に示すように、図10に示した従来構成にオン時間調節部としてオン時間調節回路3を追加し、入力電圧 $V_i$ に応じて電流源23の出力電流値を切り換えるようにしたものである。すなわち、図1のように、オン時間調節回路3は、入力電圧 $V_i$ を分圧する2個の抵抗 $R_7$ 、 $R_8$ と、抵抗 $R_9$ にダイオード $D_2$ を介して並列接続された平滑用のコンデンサ $C_2$ と、コンデンサ $C_2$ の両端電圧を既定の基準電圧 $V_{ref2}$ と比較するオープンコレクタ型の出力部を有するコンパレータ $CP_1$ と、コンパレータ $CP_1$ の出力端に接続された抵抗 $R_{10}$ とを備えている。抵抗 $R_{10}$ は電流源23を構成するカレントミラー回路の入力側に接続される。

【0018】オン時間調節回路3の動作について説明する。入力電圧 $V_i$ は抵抗 $R_7$ 、 $R_8$ によって分圧されコ

ンデンサ $C_2$ により平滑化されてコンデンサ $C_2$ の両端電圧が比較電圧としてコンパレータ $CP_1$ に入力される。したがって、比較電圧は入力電圧 $V_i$ の短時間の変動ではなく、入力電圧 $V_i$ の時間平均の変動を反映することになる。コンパレータ $CP_1$ では、比較電圧を基準電圧 $V_{ref2}$ と比較し、比較電圧が基準電圧 $V_{ref2}$ よりも小さい期間、すなわち入力電圧 $V_i$ が比較的低い期間には出力をオープンにする。コンパレータ $CP_1$ の出力がオープンであるときには、電流源23の出力電流値は抵抗 $R_{10}$ によって決定される。一方、コンデンサ $C_2$ の両端電圧である比較電圧が基準電圧 $V_{ref2}$ 以上になると、コンパレータ $CP_1$ の出力はショートとなるから、抵抗 $R_{10}$ に対して抵抗 $R_9$ が並列に接続されることになり、カレントミラー回路への入力電流が増加することによって電流源23の出力電流も増加することになる。

【0019】電流源23の出力電流が大きいときには、コンデンサ $C_2$ への充電時間が短くなるのであって、上述した傾き $\kappa$ を大きく（時定数を小さく）することになる。すなわち、上記構成では、入力電圧 $V_i$ が高いときには低いときよりも傾き $\kappa$ を大きくすることになる。このことは、(3)、(4)式によれば、入力電圧 $V_i$ が高い範囲ではスイッチング素子 $Q_1$ のオン時間を短くし、入力電圧 $V_i$ が低い範囲ではスイッチング素子 $Q_1$ のオン時間を長くすることになる。いま、基準電圧 $V_{ref2}$ に対応する入力電圧 $V_i$ を $V_H$ とすれば、入力電圧 $V_i$ が $V_L \leq V_i \leq V_H$ の範囲での傾きを $\kappa_1$ 、 $V_H \leq V_i \leq V_H$ の範囲での傾きを $\kappa_2$ （ $> \kappa_1$ ）とすると、図3(a)のような関係で傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を切り換えることになる。

【0020】したがって、傾きを切り換ええない場合に比較すれば、誤差増幅器21の出力電圧の許容範囲による制限に対してスイッチング素子 $Q_1$ のオン時間の調節幅（図3では時間 $t_1'$ と時間 $t_2'$ との間の範囲）を大きくとることができるのである。その結果、スイッチング素子 $Q_1$ のオン期間は図3(b)の破線と実線との間で調節されることになる。言い換えると、誤差増幅器21の出力電圧の上限値 $U_H$ と下限値 $U_L$ との差を大きくしたことに相当する。比較を容易にするために、図4(a)に傾きを切り換える場合を示し、図4(b)に傾きを切り換ええない場合を示す。傾き $\kappa$ を切り換ええない場合には、オン時間の調節範囲が $t_1 \sim t_2$ であったのに対して、傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を2段階に切り換えることによってオン時間の調節範囲が $t_1' \sim t_2'$ に広がることになる。また、誤差増幅器21の出力電圧の許容範囲の上限値と下限値とを $U_L \sim U_H$ から $U_L' \sim U_H'$ に広げたことに相当することがわかる。

【0021】遅延時間 $\tau$ を考慮する場合、傾き $\kappa$ を切り換えなければ、(9)式によって傾き $\kappa$ が規制され、傾き $\kappa$ が取り得る条件の最大値であるとき、すなわちスイッチング素子 $Q_1$ のオン時間 $t_1$ 、 $t_2$ について取り得

る条件の最小値（スイッチング周波数が最大値）であるとするとき、図5（b）のような範囲でオン時間 $t_1$ 、 $t_2$ が調節されることになる。これに対して、傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を2段階に切り換えるようにした場合には、図5（a）のように、オン時間の調節範囲を $t_1/2 \sim t_2/2$ とすることができ、スイッチング周波数の最大値を2倍に引き上げることができる。すなわち、インダクタ $L_1$ の大型化などの問題が解消されることになる。ここに、図5（a）の例では、誤差増幅器21の出力電圧の許容範囲内で、傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ がどちらに設定されていてもオン時間を調節することが可能な範囲があるから、この範囲内において傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を切り換えるようにすればよい。たとえば、図6に示すように、傾き $\kappa_1$ に対するオン時間の調節範囲が $t_{11} \sim t_{21}$ 、傾き $\kappa_2$ （ $> \kappa_1$ ）に対するオン時間の調節範囲が $t_{12} \sim t_{22}$ であるとすれば、 $t_{22} \geq t_{11}$ （ $\kappa_2 \leq (\nu_H / \nu_L)$ ） $\kappa_1$ ）という条件が満たされるように、傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を切り換えるのである。この条件を満たすようにすれば、傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を切り換えるに際してオン時間を連続的に制御することができるのである。他の構成および動作は従来例と同様である。

【0022】なお、上記構成では、傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を2段階に切り換えるようにしているが、2段階に切り換えるだけでは十分に対応できない場合には、傾き $\kappa_1$ の切換段数をさらに多くしてもよい。

（実施例2）本実施例では、図7に示すように、タイマ回路の時定数を決定する要素のうちコンデンサ $C_1$ に対して別のコンデンサ $C_2$ を並列接続する状態と、コンデンサ $C_2$ をコンデンサ $C_1$ から切り離す状態とに切り換えることによって、傾き $\kappa_1$ 、 $\kappa_2$ を切り換えるようにした例を示す。オン時間調節回路3は、実施例とほぼ同様の構成を有し、抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ により入力電圧を分圧し、ダイオード $D_2$ を介してコンデンサ $C_2$ に印加する。このコンデンサ $C_2$ の端子電圧を比較電圧としてコンパレータ $CP_1$ において基準電圧 $V_{ref2}$ と比較し、比較電圧と基準電圧 $V_{ref2}$ との大小関係に基づいてコンデンサ $C_2$ とコンデンサ $C_1$ との接続状態を切り換えるのである。コンデンサ $C_2$ はコンパレータ $CP_1$ の出力端と電流源23の出力端との間に接続されている。

【0023】したがって、入力電圧が低く比較電圧が基準電圧 $V_{ref2}$ よりも低いときには、コンパレータ $CP_1$ の出力はショートになってコンデンサ $C_2$ にコンデンサ $C_1$ が並列接続されることになり、電流源23の出力電流はコンデンサ $C_1$ 、 $C_2$ に充電される。一方、入力電圧が高く比較電圧が基準電圧 $V_{ref2}$ 以上であるときにはコンパレータ $CP_1$ の出力はオープンになってコンデンサ $C_2$ にのみ電流源23の出力電流が充電される。すなわち、入力電圧が低いときの傾き $\kappa_1$ に比較して入力電圧が高いときの傾き $\kappa_2$ を大きくすることができるのである。他の構成および動作は実施例1と同様である。

【0024】（実施例3）本実施例は、図8に示すように、実施例2の回路構成に対して、オン時間調節回路3にコンパレータ $CP_1$ を設けず、コンデンサ $C_1$ とコンデンサ $C_2$ との間に抵抗 $R_2$ を挿入した構成としたものである。この構成では、入力電圧の平均値の上昇に伴ってコンデンサ $C_2$ への充電電流が増加するから、傾き $\kappa$ が無段階連続的に変化することになる。他の構成および動作は実施例1と同様である。

【0025】（実施例4）本実施例は、図9のように、主回路1を反転型（昇降圧型）のチョップ回路1とした点が実施例3とは異なる。すなわち、整流器 $RE$ の出力端間にはスイッチング素子 $Q_1$ と抵抗 $R_1$ とインダクタ $L_1$ との直列回路を接続し、抵抗 $R_1$ とインダクタ $L_1$ との直列回路に対して、ダイオード $D_1$ を介して平滑用のコンデンサ $C_1$ を接続した構成になっている。この構成では、スイッチング素子 $Q_1$ のオン時にインダクタ $L_1$ に蓄積されたエネルギーを、スイッチング素子 $Q_1$ がオフのときにコンデンサ $C_1$ に放出するのであって、入力電圧に対して出力電圧を昇圧、降圧いずれにも設定できるようになっている。他の構成は実施例1と同様である。

【0026】図示していないが、降圧型のチョップ回路を主回路1としても本発明の技術思想は適用可能である。

【0027】

【発明の効果】本発明は上述のように、主回路の出力電圧に比例した検出電圧と設定電圧との差分を誤差電圧として出力する誤差検出部と、スイッチング素子のオンに伴って所定の時定数で充電が開始されるコンデンサの両端電圧が誤差電圧に達するとスイッチング素子をオフにするとともにコンデンサを放電させ、インダクタの蓄積エネルギーが規定値以下まで放出されたことを検出するとスイッチング素子をオンにする判定制御部と、入力電圧の変動に対して主回路の出力電圧を一定に保つように入力電圧が上昇すると上記時定数を小さくする方向に調節するオン時間調節部とを制御回路に設けているので、スイッチング素子のオン時間を規制する要素の1つである誤差検出部の出力電圧の許容範囲を変えずにオン時間の調節範囲を広げることができ、結果的に入力電圧として許容される電圧範囲の上下限の差を大きくとりながらも出力電圧を安定化することができるという利点がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施例1を示す具体回路図である。

【図2】実施例1を示す概略の回路図である。

【図3】実施例1の動作説明図である。

【図4】（a）は実施例1の動作説明図、（b）は従来例の動作説明図である。

【図5】（a）は実施例1の動作説明図、（b）は従来例の動作説明図である。

11

12

【図6】実施例1の動作説明図である。  
 【図7】実施例2を示す回路図である。  
 【図8】実施例3を示す回路図である。  
 【図9】実施例4を示す回路図である。  
 【図10】従来例を示す回路図である。  
 【図11】従来例の動作説明図である。  
 【図12】従来例の動作説明図である。

【符号の説明】

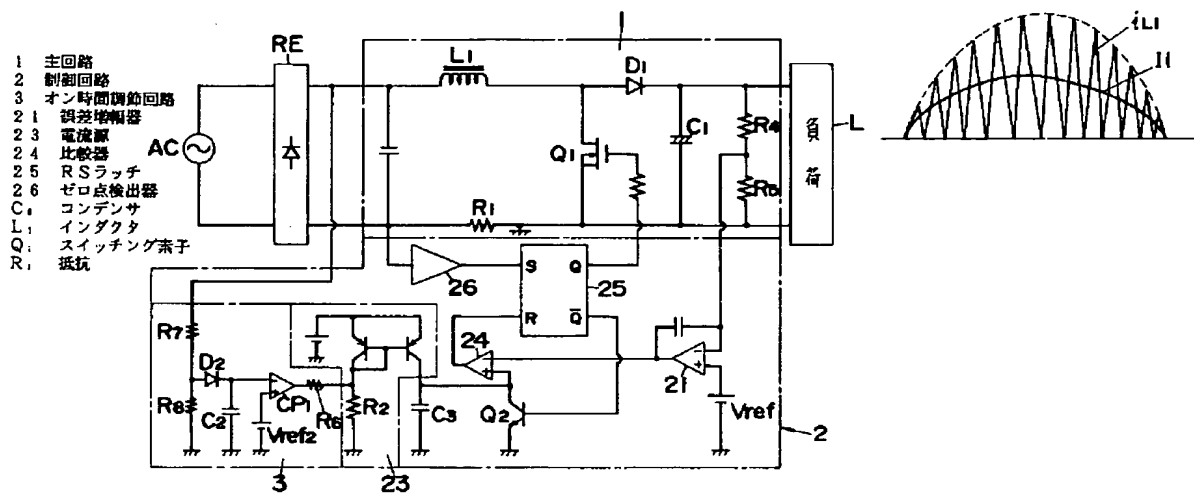
- 1 主回路  
 2 制御回路

\*3 オン時間調節回路

- 21 誤差増幅器  
 23 電流源  
 24 比較器  
 25 RSラッチ  
 26 ゼロ点検出器  
 C<sub>1</sub> コンデンサ  
 L<sub>1</sub> インダクタ  
 Q<sub>1</sub> スイッチング素子  
 \*10 R<sub>1</sub> 抵抗

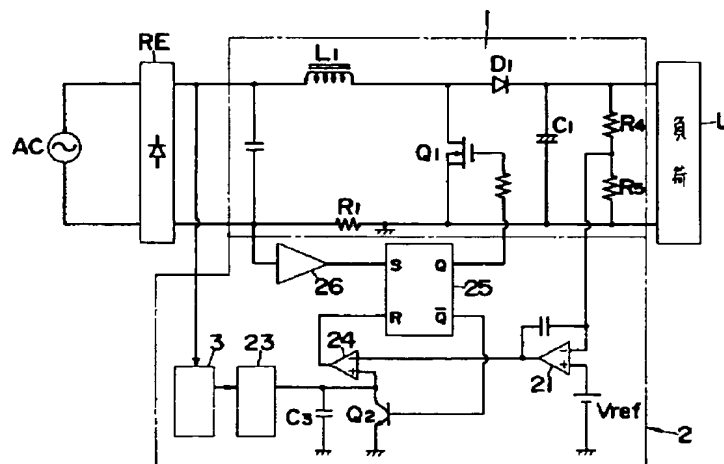
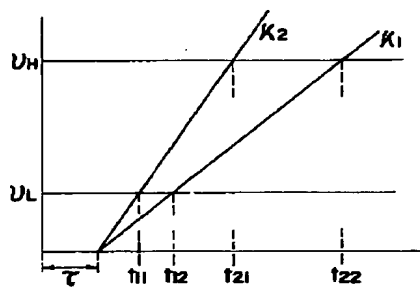
【図1】

【図11】

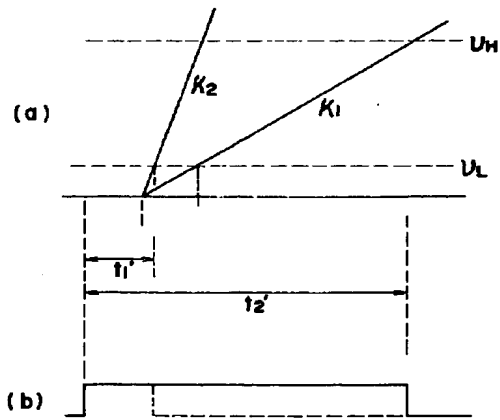


【図6】

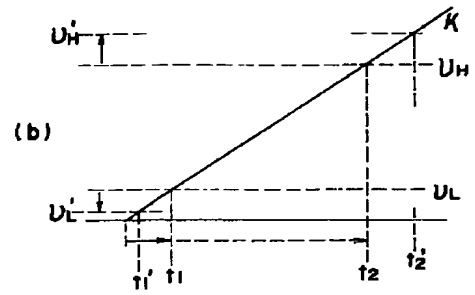
【図2】



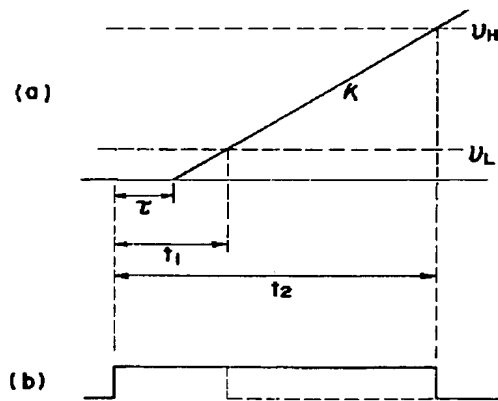
【図3】



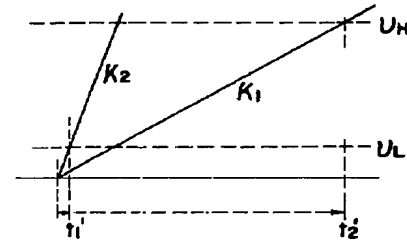
【図4】



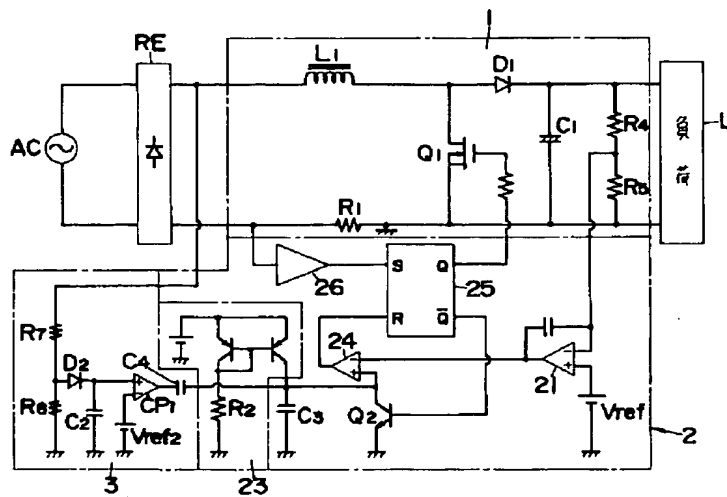
【図12】



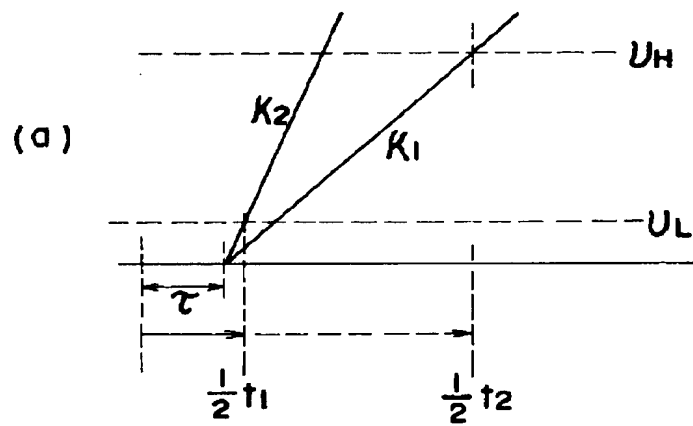
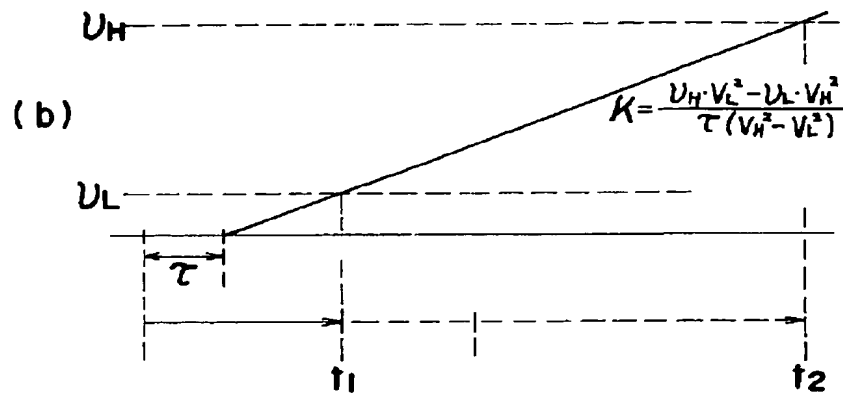
(a)



【図7】

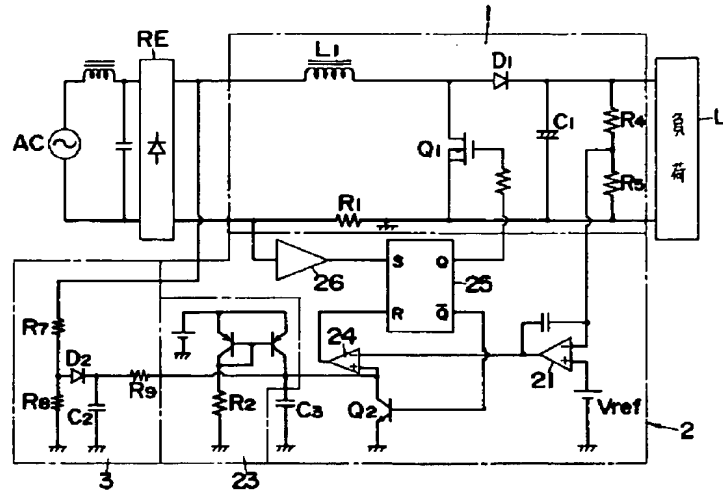


【図5】

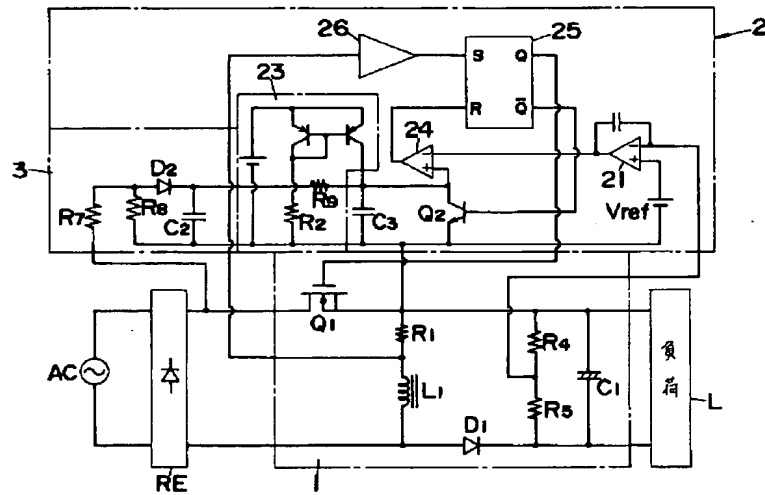




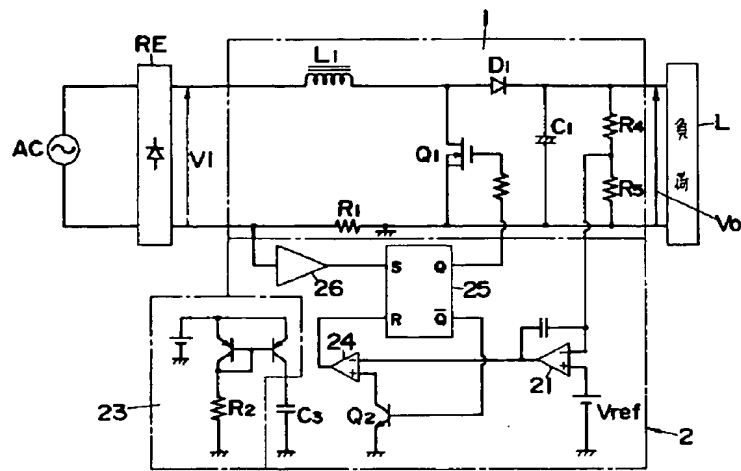
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, DB名)

H04M 3/155

H04M 7/06

H04M 7/21

\* NOTICES \*

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

CLAIMS

---

(57) [Claim(s)]

[Claim 1] A power unit characterized by providing the following. A main circuit which consists of a chopper circuit which performs direct-current-voltage conversion by making an output side emit energy accumulated in a "on" period of a switching element at an inductor including a switching element and an inductor to a "off" period of a switching element. It is the error detecting element which is equipped with a control circuit which carries out on-off control of the switching element, and outputs difference of a detection voltage and a programmed voltage to which a control circuit is proportional to output voltage of a main circuit as error voltage. A judgment control section which will turn ON a switching element if it detects that made a capacitor discharge and stored energy of an inductor was emitted to below default value while turning OFF a switching element, if both-ends voltage of a capacitor by which charge is started with a predetermined time constant with ON of a switching element reaches error voltage. An ON time amount controller which will adjust the above-mentioned time constant in the direction made small if input voltage rises so that output voltage of a main circuit may be kept constant to fluctuation of input voltage.

[Claim 2] a ratio of a time constant of a high period to a time constant of a period when ratio of input voltage of a lower limit [ gradually as opposed to / so that an ON time amount controller may make a time constant smaller than a low period at a period when the average of input voltage to a chopper circuit is high / a upper limit of tolerance of output voltage of a switch and an error detecting element for a time constant ] is low -- a power unit according to claim 1 characterized by setting up change over conditions of a time constant and changing so that it may become above.

[Claim 3] An ON time amount controller is a power unit according to claim 1 characterized by adjusting the charging current to the above-mentioned capacitor continuously so that average value of input voltage to a chopper circuit rises and the above-mentioned time constant may be made small.

---

[Translation done.]

## \* NOTICES \*

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

## DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the power unit which performs direct-current-voltage conversion using a chopper circuit.

[0002]

[Description of the Prior Art] The power unit which obtains pressure lowering or the direct-current output voltage which carried out the pressure up is offered in input voltage by conventionally carrying out on-off control of the switching element connected to a serial or juxtaposition to the input. For example, the power unit of a pressure-up form has the configuration as shown in drawing 10. In the example of drawing 10, pulsating flow voltage which is the output of the rectifiers RE, such as a diode bridge which carries out full wave rectification of AC power supply AC, is made into input voltage  $V_i$ , and it is an inductor L1 between the outgoing ends of Rectifier RE. Switching element Q1 which consists of an MOSFET etc. Resistance R1 A series circuit is connected and it is a switching element Q1. Diode D1 for back flow inhibition Capacitor C1 for smooth It has the main circuit 1 which carried out parallel connection of the series circuit. Switching element Q1 On-off control is carried out by the control circuit 2.

[0003] A main circuit 1 operates as follows. Namely, switching element Q1 In the period which is ON, it is an inductor L1. Input voltage  $V_i$  is impressed and it is an inductor L1. Energy is accumulated. On the other hand, it is a switching element Q1. When it becomes off, it is an inductor L1. Both-ends voltage is a capacitor C1. If output voltage which is both-ends voltage is set to  $V_o$ , it will become  $-(V_o - V_i)$ . Namely, switching element Q1 When it becomes off, at the time of ON, the voltage of reversed polarity is an inductor L1. It is added among both ends. While a switching element Q1 is ON, it is an inductor L1. The accumulated energy is a switching element Q1. It will be emitted if it becomes off, and it is a capacitor C1. It charges.

[0004] Switching element Q1 The timing of turning on and off is controlled by the control circuit 2. In a control circuit 2, it is the output voltage  $V_o$  of a main circuit 1 Two resistance R4 and R5 Reference voltage  $V_{ref}$  which inputted into the error amplifier 21 the detection voltage pressured partially, and was set up beforehand It asks for the error voltage which is difference. Moreover, it is resistance R2 about the output current value of the current source 23 equipped with current Miller circuit. It sets up and is a capacitor C3 by the output current of a current source 23. It charges. This capacitor C3 A comparator 24 compares terminal voltage and the error voltage outputted from the error amplifier 21, and it is a capacitor C3. If terminal voltage becomes higher than error voltage, the RS latch 25 will be reset. When the RS latch 25 is reset, it is a switching element Q1. It becomes off. Moreover, it is the switch element Q2 at this time. It is turned on and is a capacitor C3. It discharges.

[0005] On the other hand, it is an inductor L1. The flowing current is resistance R1. It is detected as both-ends voltage and is resistance R1. Both-ends voltage is inputted into the zero point detector 26. Switching element Q1 It follows off and is an inductor L1. The accumulated energy is emitted and a capacitor C1 charges. If the current which flows to an inductor L1 decreases and it is set to about 0 (that

is,) Inductor L1 When stored energy is emitted to below default value, the zero point detector 26 is resistance R1. Since the condition is detected based on both-ends voltage, the RS latch 25 is set, and it is a switching element Q1. It is turned on. At this time, it is a capacitor C3. It is a switching element Q1 by the repeat of the actuation which charge was resumed and was mentioned above after that. Turning on and off is repeated. Thus, inductor L1 It is a switching element Q1 so that the flowing current may not have an idle period. On-off control can be carried out. That is, a judgment control section is constituted by a comparator 24, the RS latch 25, and the zero point detector 26. Moreover, it is an inductor L1 as mentioned above. When making it the idle period when current does not flow not arise, harmonics of an input current can be lessened.

[0006] By the way, as mentioned above, it is a switching element Q1. When turned on, it is a capacitor C3. It charges with the fixed current from a current source 23, and is a capacitor C3. Since terminal voltage is compared with the detection voltage which pressured output voltage Vo partially, the current source 23 and the capacitor C3 will constitute the timer circuit. Moreover, for output voltage Vo, if kept almost constant, this timer circuit is a switching element Q1. ON time amount will be specified.

[0007] By the way, the input current Ii to input voltage Vi can express input power as W, then  $I_i = W/V_i$ . Moreover, inductor L1 The current value of an input current Ii is peak value IP of current iL1 which flows an inductor L1 as it is shown in drawing 11, since there is no idle period in the flowing current. It doubles [ about 1 of an envelope / ]. That is, it is set to  $IP = 2(2)^{1/2} I_i$ . Here, they are VH and VL about the upper limit and lower limit of input voltage Vi, respectively. If it carries out and input power W is kept constant to both voltage, they are input voltage VH and VL. The receiving input current Ii becomes  $I_i = W/V_H$  and  $I_i = W/V_L$ , respectively. Moreover, switching element Q1 They are t, then a switching element Q1 about the elapsed time after ON. When time amount t has passed since ON, it is an inductor L1. The flowing current iL1  $iL1 = (V_i/L1) t$  -- it is (L1 is the inductance of an inductor L1) -- input voltage VH and VL Receiving switching element Q1 ON time amount -- tH and tL Then Corresponding peak value IP of current iL1 They are  $IP = (V_H / L1) t_H$  and  $IP = (V_L / L1) t_L$ , respectively. It becomes. Therefore,  $t_H (V_H / L1) = 2(2)^{1/2} (W/V_H)$   
 $(V_L / L1) t_L = 2(2)^{1/2} (W/V_L)$

A next door and switching element Q1 The ON time amount tH and tL It can express with a degree type, respectively.

$$t_H = 2(2)^{1/2} (W/L1 / V_H^2) \text{ -- (1)}$$

$$t_L = 2(2)^{1/2} (W/L1 / V_L^2) \text{ -- (2)}$$

A top type is a switching element Q1, when output voltage Vo is kept constant, without changing a load and only input voltage Vi changes about the power unit of the above-mentioned configuration.

Controlling ON time amount by magnitude in inverse proportion to the square of input voltage Vi means what is demanded. For example, since it is 3 times the change scale factor of input voltage Vi of this when input voltage is 300V as compared with the case where the thing which changes while input voltage Vi is 100-300V and by which other conditions are not changed, then input voltage Vi are 100V, it is a switching element Q1. About 1/of ON time amount must be controlled in the magnitude of 9.

[0008]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] By the way, as mentioned above, it is a switching element Q1. The error amplifier 21 and a timer circuit decide on ON time amount. It sets here and is a switching element Q1. To the element which decides on ON time amount The RS latch 25 to switching element Q1 After a signal is outputted so that it may turn ON, it is the switch element Q2. It becomes off and is a capacitor C3. A time lag until charge is started, Capacitor C3 After terminal voltage becomes higher than the error voltage outputted from the error amplifier 21 and the output of a comparator 24 is reversed, it is a switching element Q1 by the RS latch's 25 output. It is required to include a time lag until it becomes off. Moreover, since the range of the output voltage of the error amplifier 21 has a limit, it is a switching element Q1. For the decision of ON time amount, the tolerance of the output voltage of the error amplifier 21 must be taken into consideration.

[0009] Now and switching element Q1 The time delay by the time lag included in the element which determines a "on" period tau, They are upsilonH and upsilonL, respectively about the upper limit of the

tolerance of the output voltage of the error amplifier 21, and a lower limit. It carries out. Resistance R2 And capacitor C3 Capacitor C3 determined Terminal voltage  $V_c$  If referred to as  $V_c = \kappa$  (kappa is an inclination and equivalent to the inverse number of the time constant of charge of a capacitor C3)  $t$  is the switch element Q2. Upper-limit  $\epsilon_H$  of the tolerance of the time amount after ON, and the output voltage of the error amplifier 21, and lower limit  $\epsilon_L$  Receiving switching element Q1 The ON time amount  $t_1$  and  $t_2$  It is expressed with a degree type.

$$t_1 = (\epsilon_H / \kappa) + \tau \quad \text{-- (3)}$$

$$t_2 = (\epsilon_L / \kappa) + \tau \quad \text{-- (4)}$$

That is, a time delay  $\tau$ , the ON time amount  $t_1$ ,  $t_2$ , and inclination  $\kappa$  become relation like drawing 12 (a). Namely, switching element Q1 The condition which shows in drawing 12 (b) with a dashed line is the minimum period, and the period shown as a continuous line will call a "on" period the maximum period. It sets here and is a switching element Q1. A degree type must be materialized about ON time amount.

$$t_1 \geq t_L \quad \text{-- (5)}$$

$$t_2 \leq t_H \quad \text{-- (6)}$$

Therefore, the relation of a degree type is obtained by (1) - (6) type.

$$(\epsilon_H / \kappa) + \tau \geq 2(2)^{1/2} (W_L / V_L) \quad \text{-- (7)}$$

$$(\epsilon_L / \kappa) + \tau \leq 2(2)^{1/2} (W_L / V_H) \quad \text{-- (8)}$$

Therefore, a degree type is called for.

$$V_L \{ (\epsilon_H / \kappa) + \tau \} \geq 2(2)^{1/2} (W_L) \quad \text{-- (9)}$$

$$V_H \{ (\epsilon_L / \kappa) + \tau \} \leq 2(2)^{1/2} (W_L) \quad \text{-- (10)}$$

After all, a degree type needs to be materialized.

$$V_L \{ (\epsilon_H / \kappa) + \tau \} \geq V_H \{ (\epsilon_L / \kappa) + \tau \} \quad \text{-- (11)}$$

Since it is  $\tau = 0$ , then  $V_L \geq (\epsilon_H / \kappa)$   $V_H$  by above-mentioned (7) formulas

$$(\epsilon_L / \kappa), \text{ it is } \epsilon_H / \epsilon_L \geq (V_H / V_L) \quad \text{-- (12)}$$

It turns out that it becomes and the tolerance of input voltage  $V_i$  is restricted by the tolerance of the output voltage of the error amplifier 21. Moreover,  $\tau \neq 0$ , then a degree type are obtained by (7) formulas.

$$\kappa \leq (\epsilon_H V_L - \epsilon_L V_H) / \tau (V_H - V_L) \quad \text{-- (13)}$$

Here, since it is  $\kappa > 0$ , it is a switching element Q1. About ON time amount, there is constraint by the conditions of (9) types besides the conditions of (8) types. (9) According to the conditions of a formula, inclination  $\kappa$  must be made small, so that a time delay  $\tau$  is long. It is a switching element Q1 to make inclination  $\kappa$  small. According to [ are that ON time amount becomes long and ] (1) and the (2) types, they are the upper limit  $V_H$  of input power  $W$  and input voltage  $V_i$ , and a lower limit  $V_L$ . They are the ON time amount  $t_H$  and  $t_L$ , without changing. When lengthening, the inductance of an inductor  $L_1$  must be enlarged.

[0010] After all, a time delay  $\tau$  is an inductor  $L_1$ , when long. An inductance is enlarged and it is a switching element Q1. Switching frequency must be made low. Consequently, inductor  $L_1$  The problem of enlarging arises, and the choke coil which will be used supposing it establishes the filter circuit for noise prevention in an input side is enlarged, and it is a switching element Q1. The problem that switching frequency becomes low and becomes an audible band region (18kHz or less) depending on the case arises.

[0011] Even if this invention expands the width of face of the tolerance of the input voltage to the main circuit restricted by the tolerance of the output voltage of error amplifier for the purpose of solution of the above-mentioned trouble and has a time lag inside a control circuit, it is going to offer the power unit which enabled it to set up the switching frequency of a switching element in the high range.

[0012]

[Means for Solving the Problem] In invention of claim 1, in order to attain the above-mentioned purpose A main circuit which consists of a chopper circuit which performs direct-current-voltage conversion by making an output side emit energy accumulated in a "on" period of a switching element at an inductor including a switching element and an inductor to a "off" period of a switching element, It has a control

circuit which carries out on-off control of the switching element. A control circuit An error detecting element which outputs difference of a detection voltage and a programmed voltage proportional to output voltage of a main circuit as error voltage, A capacitor is made to discharge while turning OFF a switching element, if both-ends voltage of a capacitor by which charge is started with a predetermined time constant with ON of a switching element reaches error voltage. A judgment control section which will turn ON a switching element if it detects that stored energy of an inductor was emitted to below default value, If input voltage rises so that output voltage of a main circuit may be kept constant to fluctuation of input voltage, an ON time amount controller which adjusts the above-mentioned time constant in the direction made small is provided.

[0013] a ratio of a time constant of a high period to a time constant of a period when ratio of input voltage of a lower limit [ gradually as opposed to / so that an ON time amount controller may make a time constant smaller than a low period in invention of claim 2 at a period when the average of input voltage to a chopper circuit is high / a upper limit of tolerance of output voltage of a switch and an error detecting element for a time constant ] is low -- change over conditions of a time constant are set up so that it may become above.

[0014] In invention of claim 3, an ON time amount controller adjusts the charging current to the above-mentioned capacitor continuously so that average value of input voltage to a chopper circuit rises, and the above-mentioned time constant may be made small.

[0015]

[Function] If an ON time-amount controller is prepared and input voltage rises, since the time constant which sets up the ON time amount of a switching element will be adjusted in the direction made small according to the above-mentioned configuration, the region of accommodation of ON time amount can be extended without changing the tolerance of the output voltage of the error detecting element which is one of the elements which regulate the ON time amount of a switching element, and output voltage can be stabilized though the large difference of the bound of the voltage range permitted as input voltage as a result is taken.

[0016] The configuration of claim 2 is the desirable embodiment of the change over conditions in the case of switching a time constant gradually, and if this condition is fulfilled, ON time amount will be adjusted continuously. The configuration of claim 3 is the desirable embodiment which adjusted the time constant continuously.

[0017]

[Example]

(Example 1) As shown in drawing 2 , this example adds the ON time amount control circuit 3 to a configuration as an ON time amount controller conventionally which was shown in drawing 10 , and switches the output current value of a current source 23 according to input voltage  $V_i$ . Like drawing 1 , namely, the ON time amount control circuit 3 two resistance R7 which pressures input voltage  $V_i$  partially, and R8 Resistance R8 Diode D2 Capacitor C2 for smooth by which parallel connection was carried out by minding Capacitor C2 Comparator CP 1 which has the output section of an open collector mold [ the fixed reference voltage  $V_{ref2}$  / voltage / both-ends ] Comparator CP 1 Resistance R6 connected to the outgoing end It has. Resistance R6 It connects with the input side of the current Miller circuit which constitutes a current source 23.

[0018] Actuation of the ON time amount control circuit 3 is explained. A partial pressure is carried out by resistance R7 and R8, and input voltage  $V_i$  is a capacitor C2. It graduates and is a capacitor C2. Both-ends voltage is a comparator CP 1 as comparison voltage. It is inputted. Therefore, comparison voltage will reflect not fluctuation of the short time of input voltage  $V_i$  but fluctuation of the time average of input voltage  $V_i$ . Comparator CP 1 An output is carried out for comparison voltage to open [ then / reference voltage  $V_{ref2}$  ] at the period when comparison voltage is smaller than reference voltage  $V_{ref2}$ , i.e., the period when input voltage  $V_i$  is comparatively low. Comparator CP 1 When an output is open, the output current value of a current source 23 is resistance R2. It is determined. On the other hand, it is a capacitor C2. When the comparison voltage which is both-ends voltage turns into two or more reference voltages  $V_{ref}$ , it is a comparator CP 1. Since it becomes short, an output is resistance R2. It

receives and is resistance R6. It will connect with juxtaposition, and when the input current to current Miller circuit increases, the output current of a current source 23 will also increase.

[0019] When the output current of a current source 23 is large, it is a capacitor C2. The charging time becomes short and will enlarge inclination  $\kappa$  mentioned above (it is about a time constant). That is, with the above-mentioned configuration, when input voltage  $V_i$  is high, inclination  $\kappa$  will be made larger than the low time. According to (3) and the (4) types, this is a switching element Q1 in the range where input voltage  $V_i$  is high. ON time amount is shortened and it is a switching element Q1 in the range where input voltage  $V_i$  is low. ON time amount will be lengthened. It is VM about the input voltage  $V_i$  corresponding to now and reference voltage  $V_{ref2}$ . If it carries out, input voltage  $V_i$  will be  $V_L \leq V_i \leq V_M$ . It is an inclination in a range  $\kappa_1$  and  $V_M \leq V_i \leq V_H$  When setting the inclination in a range to  $\kappa_2$  ( $> \kappa_1$ ), it is an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$  by relation like drawing 3 (a). It will switch.

[0020] Therefore, it is a switching element Q1 to the limit by the tolerance of the output voltage of the error amplifier 21 if it compares when not switching an inclination. The large amplitude of accommodation (at drawing 3, it is a range between time amount  $t_1'$  and time amount  $t_2'$ ) of ON time amount can be taken. Consequently, switching element Q1 A "on" period will be adjusted between the dashed line of drawing 3 (b), and a continuous line. In other words, it is upper-limit  $\epsilon_H$  of the output voltage of the error amplifier 21. Lower limit  $\epsilon_L$  It is equivalent to having enlarged the difference. In order to make a comparison easy, the case where an inclination is switched to drawing 4 (a) is shown, and the case where an inclination is not switched to drawing 4 (b) is shown. It is an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$  to the region of accommodation of ON time amount having been  $t_1 - t_2$  when not switching inclination  $\kappa$ . By switching to two steps shows that the region of accommodation of ON time amount spreads in  $t_1' - t_2'$ . moreover, the upper limit and lower limit of tolerance of the error amplifier 21 --  $\epsilon_L - \epsilon_H$  from -- it turns out that it is equivalent to having extended to  $\epsilon_L' - \epsilon_H'$ . [ of output voltage ]

[0021] switching element Q1 when taking a time delay  $\tau$  into consideration and it is the maximum of the conditions which inclination  $\kappa$  is regulated by (9) types and inclination  $\kappa$  can take by them, if inclination  $\kappa$  is not switched The ON time amount  $t_1$  and  $t_2$  \*\*\*\*\* -- supposing it is the minimum value (switching frequency is maximum) of the conditions which can be taken -- coming -- a range like drawing 5 (b) -- ON time amount  $t_1$  and  $t_2$  It will be adjusted. On the other hand, an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$  When it is made to switch to two steps, like drawing 5 (a), the region of accommodation of ON time amount can be set to  $t_1/2 - t_2/2$ , and the maximum of switching frequency can be pulled up twice. Namely, inductor L1 Problems, such as enlargement, will be solved. In the example of drawing 5 (a), it is in the tolerance of the output voltage of the error amplifier 21 here, and is an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$ . Since there is a range which can adjust ON time amount whichever it is set as, it sets within the limits of this, and it is an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$ . What is necessary is just to make it switch. For example, as shown in drawing 6, it is an inclination  $\kappa_1$ . It is an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$  so that the conditions of  $t_2 \geq t_1$  ( $\kappa_2 \leq (\epsilon_H/\epsilon_L)$   $\kappa_1$ ) may be fulfilled, if the regions of accommodation of ON time amount [ as opposed to  $t_1 - t_2$ , and an inclination  $\kappa_2$  ( $> \kappa_1$ ) in the region of accommodation of the receiving ON time amount ] are  $t_2 - t_1$ . It switches. If this condition is fulfilled, it will be an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$ . It faces switching and ON time amount can be controlled continuously. Other configurations and actuation are the same as that of the conventional example.

[0022] In addition, by the above-mentioned configuration, it is an inclination  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$ . Although he is trying to switch to two steps, when it cannot fully respond only by switching to two steps, it is an inclination  $\kappa_1$ . A change over number of stages may be made [ more / still ]. (Example 2) the inside of the element which determines the time constant of a timer circuit in this example as shown in drawing 7 -- capacitor C3 receiving -- another capacitor C4 The condition of carrying out parallel connection, and capacitor C4 Capacitor C3 from -- switching to the condition of separating -- inclinations  $\kappa_1$  and  $\kappa_2$  The switched example is shown. The ON time amount control circuit 3 has the almost same configuration as an example, and is resistance R7 and R8. Input



voltage is pressured partially and it is diode D2. It minds and is a capacitor C2. It impresses. This capacitor C2 It is a comparator CP 1, using terminal voltage as comparison voltage. It sets, is based on the size relation between comparison voltage and reference voltage Vref2 as compared with reference voltage Vref2, and is a capacitor C3. Capacitor C4 A connection condition is switched. Capacitor C4 Comparator CP 1 It connects between the outgoing end and the outgoing end of a current source 23. [0023] Therefore, when [ when input voltage is low ] comparison voltage is lower than reference voltage Vref2, it is a comparator CP 1. An output becomes short and is a capacitor C3. Parallel connection of the capacitor C4 will be carried out, and the output current of a current source 23 is a capacitor C3 and C4. It charges. When input voltage is high and comparison voltage is two or more reference voltages Vref on the other hand, it is a comparator CP 1. An output is opened and is a capacitor C3. The output current of a current source 23 is charged. Namely, inclination kappa 1 when input voltage is low It compares and is the inclination kappa 2 when input voltage is high. It can enlarge. Other configurations and actuation are the same as that of an example 1.

[0024] (Example 3) It is [ as opposed to / as this example is shown in drawing 8 / the circuitry of an example 2 ] a comparator CP 1 to the ON time amount control circuit 3. It does not prepare but is a capacitor C2. Capacitor C3 It is resistance R9 in between. It considers as the inserted configuration. With this configuration, it follows on the rise of the average value of input voltage, and is a capacitor C3. Since the charging current increases, inclination kappa will change continuously without going through stages. Other configurations and actuation are the same as that of an example 1.

[0025] (Example 4) It differs in an example 3 in that this example made the main circuit 1 the chopper circuit 1 of a reversal mold (step-down-and-step-up mold) like drawing 9 . That is, between the outgoing ends of Rectifier RE, it is a switching element Q1. Resistance R1 Inductor L1 A series circuit is connected and it is resistance R1. Inductor L1 It is diode D1 to a series circuit. It minds and is the capacitor C1 for smooth. It has connected composition. this configuration -- switching element Q1 the time of ON -- inductor L1 the accumulated energy -- switching element Q1 the time of being OFF -- capacitor C1 emitting -- input voltage -- receiving -- output voltage -- a pressure up and pressure lowering -- it can be set now as all. Other configurations are the same as that of an example 1.

[0026] Although not illustrated, the technical thought of this invention can apply the chopper circuit of a pressure-lowering mold also as a main circuit 1.

[0027]

[Effect of the Invention] The error detecting element to which this invention outputs the difference of the detection voltage and the programmed voltage proportional to the output voltage of a main circuit as error voltage as mentioned above, A capacitor is made to discharge while turning OFF a switching element, if the both-ends voltage of the capacitor by which charge is started with a predetermined time constant with ON of a switching element reaches error voltage. The judgment control section which will turn ON a switching element if it detects that the stored energy of an inductor was emitted to below default value, Since the ON time amount controller which adjusts the above-mentioned time constant in the direction made small is prepared in the control circuit if input voltage rises so that the output voltage of a main circuit may be kept constant to fluctuation of input voltage The region of accommodation of ON time amount can be extended without changing the tolerance of the output voltage of the error detecting element which is one of the elements which regulate the ON time amount of a switching element. Though the large difference of the bound of the voltage range permitted as input voltage as a result is taken, there is an advantage that output voltage can be stabilized.

---

[Translation done.]